

# DISEÑO DE UN LINEALIZADOR ADAPTATIVO Y ANALÓGICO PARA AMPLIFICADORES DE POTENCIA

E. Bertran<sup>1</sup>, A. Zozaya<sup>2</sup>, G. Montoro<sup>1</sup> y J. Berenguer<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones  
Universitat Politècnica de Catalunya  
e-mails: (bertran,montoro,berenguer)@tsc.upc.es

<sup>2</sup> Facultad de Ingeniería  
Universidad de Carabobo, Valencia, Venezuela.  
e-mail: azozaya@thor.uc.edu.ve

**Abstract:** A new technique for power amplifiers linearisation is here presented. This technique is consequence of the application of the Hyperstable (Dissipative) Systems to the linearisation problem, and the result is a structure capable to compensate both linear and non-linear amplifier variations due to phenomena such as temperature, operating frequency or gain dependence of the envelope level. Besides, it may be completely implemented in analogue circuitry. After the introduction of the main design aspects, the performance of the new structure is studied as much from simulation (by using the power amplifier tested by Saleh) as from measurements on a Class-A amplifier operating at 3 dB OBO (output back-off).

## I. INTRODUCCIÓN

El aumento de la velocidad de transmisión de datos ha impulsado el uso de formatos de modulación OFDM o variantes de las QAM o QPSK con relaciones entre la potencia de pico y la media (PAR) que impiden el uso de amplificadores de potencia en zonas cercanas al punto de compresión, donde los amplificadores son más eficientes desde el punto de vista energético. De este modo la eficiencia energética está enfrentada a la eficiencia espectral; para la primera deberían usarse amplificadores conmutados, pero su ineficacia cuando la envolvente de la señal modulada no es constante no permite su aplicación en las modulaciones con mayor eficiencia espectral.

Una solución reconocida como la óptima atendiendo a ambos compromisos de eficiencia espectral y energética es el uso de linealizadores de los amplificadores, los cuales permiten el trabajo de los transistores en una zona de interés para la eficiencia energética al mismo tiempo que reduciendo los efectos de la no-linealidad sobre las constelaciones de las señales transmitidas.

Muchas son las aproximaciones al problema de la linealización [1]. Las más básicas sólo atienden a este problema sin considerar el de la eficiencia energética, y están basadas en la combinación de potencias aportadas por amplificadores trabajando en paralelo, todos ellos con un alto back-off. A un segundo nivel, de mayor interés por la facilidad de integración de los resultados, están las estrategias de linealización enfocadas directamente a la modificación de

la polarización de los transistores según las circunstancias de operación, que pueden ser deducidas “a posteriori” mediante realimentaciones de alguna variable de salida o “a priori”, anticipando el punto de trabajo a la vista del valor de la envolvente de la señal que van a amplificar. Su cuerpo teórico a nivel de sistema es el general de los sistemas realimentados, siendo los principales focos de investigación el lograr mejoras circuitales en aras a la minimización de las soluciones o a su integración, y la mejora de la reducción de la intermodulación (IMD) con nuevas propuestas circuitales. Orientativamente se logran reducciones de la IMD del orden de 3 a 15 dB.

También a nivel de circuito se han estudiado alternativas basadas en modelos de Wiener/Hammerstein, donde mediante series, normalmente de Volterra, de Taylor o de Euler, o por técnicas de balance armónico, se parametrizan las no-linealidades para así poderlas cancelar mediante compensadores en cascada, delante del amplificador. El caso más básico son los predistorsionadores cúbicos.

Otro enfoque es cuando la linealización se plantea a nivel de sistema, no actuando directamente sobre la polarización de los transistores, con estructuras retroactivas (lazos polares, realimentación cartesiana,...), anticipativas analógicas (feedforward) o enfocadas a un precondicionamiento de la señal a amplificar con técnicas de procesamiento de la señal (LINC, CALLUM y predistorsión del sistema o de los datos). Con estas técnicas se logran mejoras en el término C/I3 de entre 20 y 50 dB, si bien matizables en función del ancho de banda y de eficiencia energética de cada tipo de estructura. Muchas de ellas son muy sensibles a desajustes en sus lazos o a los retardos de fase.

La decisión a la hora de elegir una solución es a la vez técnica y económica. Si por el formato de la modulación el transmisor ya debe incorporar una DSP y a esta le sobra potencia de cálculo, el uso de predistorsionadores adaptativos o bien el de correctores adaptativos para compensar desequilibrios en linealizadores feedforward o cartesianos no encarecen los desarrollos. Otra cosa es cuando hay que dedicar en exclusiva esta DSP para el linealizador, con el consiguiente incremento de coste y de consumo.

Las soluciones adaptativas ofrecen el interés especial de tolerar variaciones lineales (paramétricas) o ni lineales en los

amplificadores, y generalmente el inconveniente de su mayor coste: la mayoría de las propuestas requieren una DSP. Hoy en día la mayoría de esquemas adaptativos analógicos han sido propuestos para los linealizadores feedforward ([2],[3],[4]), en los que abundan las patentes.

En esta comunicación se presenta una nueva estructura de linealizador adaptativo analógico, previa y satisfactoriamente experimentada en aplicaciones de baja frecuencia (amplificadores de audio). La novedad respecto a trabajos anteriores es doble: por un lado su aplicación a amplificadores de comunicaciones, por otro su posible implementación cartesiana, lo que permite atender tanto a la distorsión AM/AM como a la AM/PM.

Esta nueva estructura se ha obtenido aplicando técnicas de Sistemas Pasivos (también denominables Hiperestables o Disipativos, con ligeros matices) a una estructura con modelo de referencia en paralelo MRAS. Si bien el desarrollo teórico no se apoya, como los actuales linealizadores realimentados, en las técnicas generales y bien conocidas de los sistemas lineales, los resultados son muy positivos desde el punto de vista de las prestaciones y de la implementación circuital. Las principales ventajas que aporta, además de su comportamiento adaptativo, derivan de su posibilidad de implementación totalmente analógica (sin que ello signifique imposibilidad de la realización digital).

## II. DISEÑO HIPERESTABLE

Partimos del esquema de la figura 1,

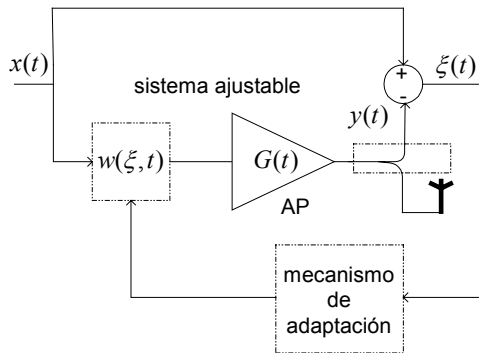


Fig. 1. Esquema básico de la estructura adaptativa (PA: amplificador de potencia, de ganancia  $G(t)$  variante)

donde  $x(t)$  es la señal modulada que se pretende amplificar y que es comparada con una muestra atenuada de la salida del amplificador de potencia (AP), siendo  $\xi(t)$  el error debido a las imperfecciones del amplificador. Si la muestra atenuada de la salida de éste,  $y(t)$ , fuera igual a la señal  $x(t)$ , el error sería nulo. Esta señal de error es usada como variable realimentada para, mediante un proceso de adaptación, obtener un parámetro ajustable  $w(\xi, t)$  el cual, al ser multiplicado por  $x(t)$ , deberá proporcionar una entrada modificada al AP que compense sus alinealidades. Esta es la idea general de funcionamiento; los matices estarán en la forma de obtención y ajuste adaptativo del parámetro

$w(\xi, t)$ . La estructura corresponde a los sistemas de modelo de referencia en paralelo MRAC, si bien en este caso el modelo de referencia es transparente por llegar la señal de entrada  $x(t)$  directamente al restador que forma la señal de error.

Definiendo el error  $\xi$  como un índice de comportamiento

$$\xi(t) = x(t) - w(\xi, t)G(t)x(t) \quad (1)$$

el objetivo del mecanismo de adaptación será procesar, en tiempo real, un valor de  $w(\xi, t)$  tal que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \xi(t) = 0 \quad (2)$$

con lo cual:

$$w(\xi, t)G(t) = 1 \quad (3)$$

de modo que el conjunto formado por la cascada de  $w(\xi, t)$  y el amplificador  $G(t)$  se comporte linealmente, siendo su salida atenuada  $y(t) = x(t)$ .

Hay varias alternativas [5] para elegir la ley de control con que se vaya a elaborar  $w(\xi, t)$ . Atendiendo a la experiencia en controladores simples, nuestra primera propuesta es probar con una ley integral por sus propiedades de cancelación de errores. Si estos fueran pequeños y mantenidos, la acción integral los va magnificado hasta forzar a su cancelación. Así pues, tomamos:

$$w(\xi, t) = \int_0^t f_1(\xi, t, \tau) d\tau + w_0 \quad (4)$$

donde  $f_1(\xi, t, \tau)$  es la función que se deberá diseñar.

Incorporando la ecuación (4) en el esquema de la figura 1, y reestructurándolo adecuadamente se llega al modelo de error de la figura 2.

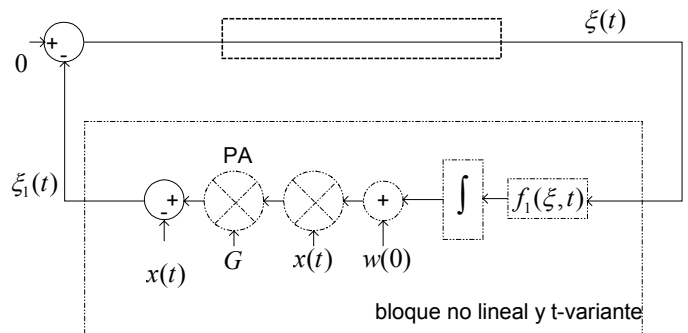


Fig. 2. Modelo de error del sistema de la figura 1.

Como es un modelo de error se ha indicado una entrada nula ya que se persigue que  $\xi(t)$  sea cero. La figura 2 puede ser interpretada como un caso particular de la estructura de Lur'e (cadena directa lineal y realimentación no lineal), en que la cadena directa es de función de transferencia unitaria (indicada con una línea de puntos en la figura).

Hay varias aproximaciones para el diseño del bloque no lineal. Las basadas en técnicas de Lyapunov no son de interés para aplicaciones de amplificadores de comunicaciones, primero por el coste ya que requieren una realimentación total de estados (no sólo de la salida del amplificador). Y segundo por el problema de las conmutaciones (chattering), que si bien podrían arreglar el problema del EVM, sería al precio de un aumento [6] de la emisión fuera de banda (ACPR). Optaremos por soluciones basadas en la Teoría de la Hiperestabilidad por requerir sólo la realimentación de la salida y porque, teóricamente, no deben perturbar a los canales adyacentes.

La Teoría de la Hiperestabilidad [5] nos asegura que el sistema de la figura 2 será asintóticamente estable si el bloque lineal es estrictamente positivo real (en este caso, trivial por ser unitario), y el bloque no-lineal es hiperestable. Si las dos condiciones se cumplen, queda garantizado el objetivo de la ecuación (2). Una condición suficiente para que se cumpla la condición de hiperestabilidad en el bloque no-lineal es la denominada desigualdad de Popov [5]:

$$\int_0^{t_1} \xi(\tau) \xi_1(\tau) dt \geq -\gamma^2 \quad (5)$$

siendo  $\gamma^2$  una constante positiva. Sustituyendo a  $\xi_1(\tau)$  en (5) por su expresión en función de  $\xi(t)$  deducible directamente de la figura 2, y usando la desigualdad de Schwartz para acotar la desigualdad (5), se comprueba que una posible solución es:

$$f_1(\xi, \tau) = k_1 \xi(\tau) x(\tau) \quad (6)$$

que cumple con la condición (5) siempre que  $k_1 > 0$ .

Aplicando (4) y (6) al mecanismo de adaptación de la figura 1, se obtiene el esquema de la figura 3, que corresponde a la versión en banda base del nuevo linealizador.

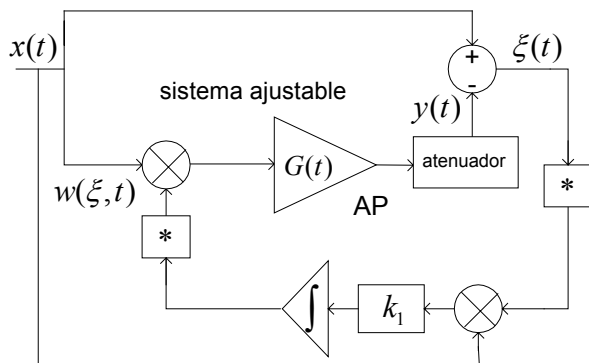


Fig. 3. Arquitectura del linealizador propuesto.

Los bloques con asteriscos indican operaciones complejas [7]. No son necesarios si se aplica la estructura sólo a la compensación de la distorsión AM/AM, pero sí cuando también se quiera compensar la AM/PM. En este segundo caso se trabajaría con las componentes I&Q de las señales  $y(t)$  y  $x(t)$ , lo que llevaría a una expresión compleja de la

señal de error y, por tanto, a dos lazos de realimentación, uno para las componentes en fase y otro para las en cuadratura.. Los efectos de las imperfecciones en el hardware pueden encontrarse en [7]. Cabe resaltar que los multiplicadores analógicos son de cuatro cuadrantes, no mezcladores. La solución idónea es desarrollar circuitos con células de Hilbert ya que usando soluciones comercializadas como circuitos integrados el tope está en los 500 MHz hoy en día. Esta limitación es común con otras alternativas [8], si bien a diferencia de ellas la estructura propuesta no requiere elementos de procesamiento digital.

La Teoría de la Hiperestabilidad nos da unos criterios para asegurar la estabilidad de sistemas no lineales cuando los parámetros varían. Basta con respetar la acotación (5), lo que se consigue en la ley (4) que hemos seleccionado con una condición tan simple como la de  $k_1 > 0$  en (6). Sin embargo no ofrece respuestas analíticas para determinar la duración de los transitorios, por lo que no se puede analizar la velocidad en que se produce (2) y, por tanto, el mínimo tiempo de símbolo aceptable. Para ello la actual solución es pasar por la simulación, de la que se desprende, cualitativamente, que a mayores valores de  $k_1$  disminuye la duración de los transitorios. Obviamente, con el límite práctico de que ello no lleve a la saturación de los amplificadores.

### III. RESULTADOS

Los primeros resultados que se van a presentar corresponden a simulaciones sobre el modelo de un amplificador TWT experimentado y caracterizado por Saleh [9]. La figura 4 muestra los de un test de dos tonos, con el amplificador trabajando a 2 dB de back-off de salida (OBO), siendo los dos tonos de valores 0,12 y 0,13 respecto a la frecuencia normalizada, y  $k_1 = 150$ .

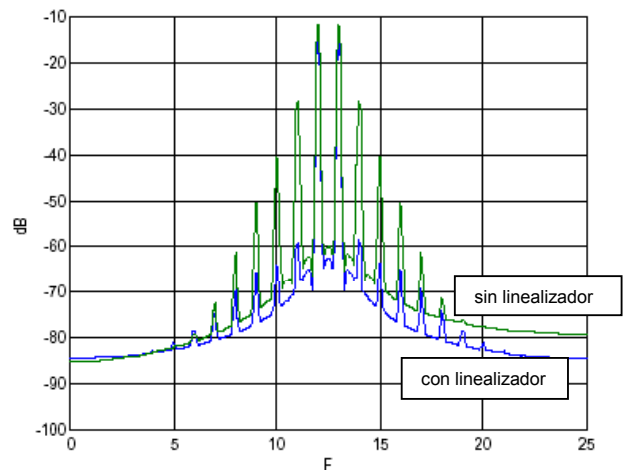


Fig. 4. Test de dos tonos sobre el modelo de Saleh

La segunda simulación, de la figura 5, muestra el diagrama de ojo y la constelación para una señal modulada en 32-QAM.

En la Tabla 1 se muestran los valores de reducción de los primeros términos de intermodulación para diferentes niveles de OBO del amplificador.

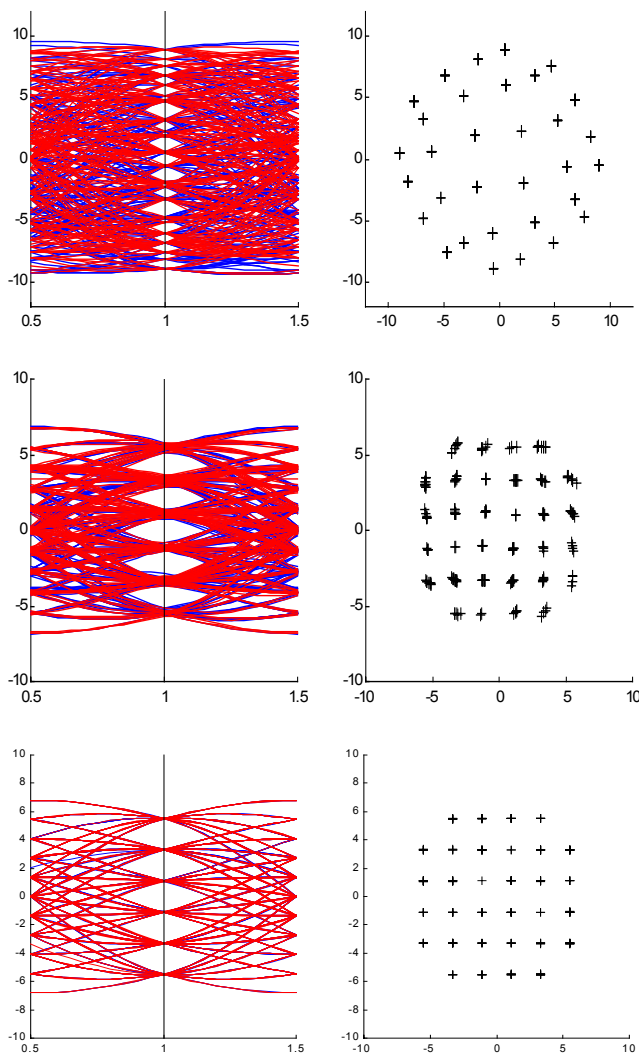


Fig. 5. Diagramas de ojo y constelaciones para una señal 32 QAM. (a): sin linealizador, (b): con  $k_1=10$ . (c) con  $k_1=150$ .

OBO [dB]	IMD with linearizer [dB]			IMD without linearizer [dB]		
	$C/I_3$	$C/I_5$	$C/I_7$	$C/I_3$	$C/I_5$	$C/I_7$
2	47	52	53	17	29	38
3	47	52	54	17	31	44
4	48	52	55	19	33	41
5	48	53	56	19	35	48
6	48	53	57	20	37	51

Tabla 1. Valores de los términos de intermodulación con y sin linealizador.

Finalmente se ha medido el comportamiento de un amplificador en clase A trabajando a 3 dB OBO y con un punto de compresión de 24.8 dBm ( $P_{out}$ ). En este experimento sólo se ha corregido la distorsión AM/AM, es decir, no se ha usado la estructura cartesiana. Los resultados son los de la figura 6.

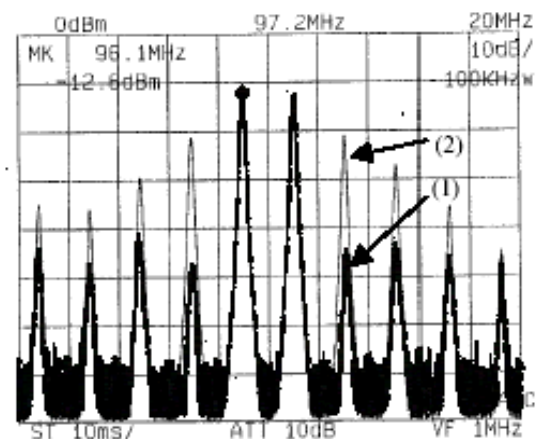


Fig. 6. Salidas de un amplificador en clase A a un test de dos tonos con (1) y sin (2) linealizador.

#### IV. CONCLUSIONES

Se ha diseñado un linealizador adaptativo siguiendo métodos de la Teoría de la Hiperestabilidad, el cual puede implementarse totalmente con componentes analógicos. Bajo simulación, ha mostrado capacidad para reducir la intermodulación (IMD) en unos 30 dBc sobre un amplificador TWT trabajando a 2 dB OBO, y sobre un prototipo de laboratorio sin usar estructuras cartesianas, ha reducido la IMD en unos 26 dBc sobre un amplificador de clase A.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por la CICYT en el proyecto TIC 2002-04084-C03-01.

#### REFERENCIAS

- [1] P.B. Kenington, "High-Linearity RF Amplifier Design". Artech House, 2000.
- [2] S.J. Grant y J.K. Cavers, "A DSP Controlled Adaptive Feedforward Amplifier Linearizer", 5th IEEE International Conference on Personal Communications, vol.2, 1996.
- [3] A.J. Zozaya, E. Bertran y J. Berenguer, "Adaptive Feedforward Amplifier Linearizer Using Analog Circuitry", Microwave Journal, vol 44, n. 7, Julio 2001.
- [4] E. Bertran y A. J. Zozaya, "Analog IC-Achievable Lineariser for Power Amplifiers based on Adaptive Feedforward". Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol, 33, n.3, Diciembre 2002,
- [5] Y.D. Landau. "Adaptive Systems: The Model Reference Approach". Marcel Dekker, 1985.
- [6] E. Bertran, G. Montoro-López. "Adaptive VS-MRAC for Disturbance Cancellation". Electronics Letters. Vol. 31, nº 2. Enero 1995.
- [7] A.J. Zozaya-Sahad. "Aportación a la Linealización de Amplificadores de Potencia Mediante la Teoría de la Hiperestabilidad". Julio 2003. Tesis Doctoral.
- [8] B. Shi, L.Sundström, "Chip for linearisation of RF power amplifiers using power feedback", Electronics Letters, vol. 34, Octubre de 1998.
- [9] A.M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers". IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-29, Nov. 1981.